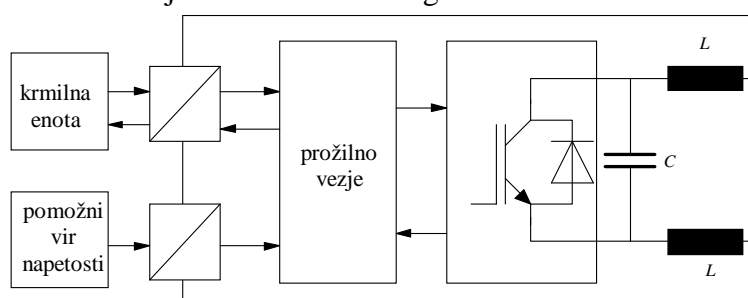

Prožilna vezja MOSFET in IGBT tranzistorjev

Močnostni polprevodniški element, kot sta IGBT in MOSFET tranzistor, tvori s pripadajočim prožilnim vezjem zaključeno enoto t.j. močnostno stikalo, ki predstavlja vez med krmilno elektroniko in energetske delom pretvornika.

Na podrobnejši blokovni shemi močnostnega stikala (slika 1) vidimo sestavne dele prožilnega vezja in parazitne elemente v jakotočnem tokokrogu.



Slika 1: Blokovna shema močnostnega stikala

Na krmilni strani se nahajata dve enoti za galvanško ločitev zunanje krmilne enote, ki prožilnemu vezju posreduje krmilni ukaz t.j. pulz, medtem ko druga ločilna enota galvanško odvoji pomožni vir napetosti, ki oskrbuje prožilno vezje z električno energijo. Galvanska ločitev je običajno izvedena z optičnimi (optični sklopnik, optično vlakno) ali induktivnimi elementi (impulzni transformatorji). Pri vseh prožilnih vezjih prikazana funkcionalna zgradba ni vedno jasno razvidna. Najpogosteje je temu vzrok združitvev krmilne enote in pomožnega napajanja v eno enoto, ki prožilnemu vezju posreduje preko enega ločilnega transformatorja informacijo kdaj prožiti in potrebno električno energijo. Odstopanja so opazna tudi pri zagotavljanju oziroma izvedbi napajanja prožilnega vezja (brez galvanske ločitve).

Nadzorna krmilna enota ima v primeru uporabe “pametnejšega” prožilnega vezja vpogled v trenutno stanje močnostnega elementa, s čimer je možno detektirati in odpraviti napake kot sta prekoračeni tok ali temperatura tranzistorja.

Preklopne lastnosti močnostnega stikala nikakor ne morejo preseči mejnih vrednosti, ki so omejene z uporabljenimi tehnologijami izdelave in strukturo močnostnega elementa, kljub temu pa lahko s slabo dimenzioniranim prožilnim vezjem ustvarimo iz odličnega močnostnega elementa zelo slabo ali celo neuporabno močnostno stikalo. Pri dimenzioniranju, t.j. prilagoditvi prožilnega vezja močnostnemu elementu, moramo do podrobnosti poznati

njegove lastnosti, ki vplivajo na potek in iznos napetosti in toka skozi tranzistor ter s tem na velikost izgub.

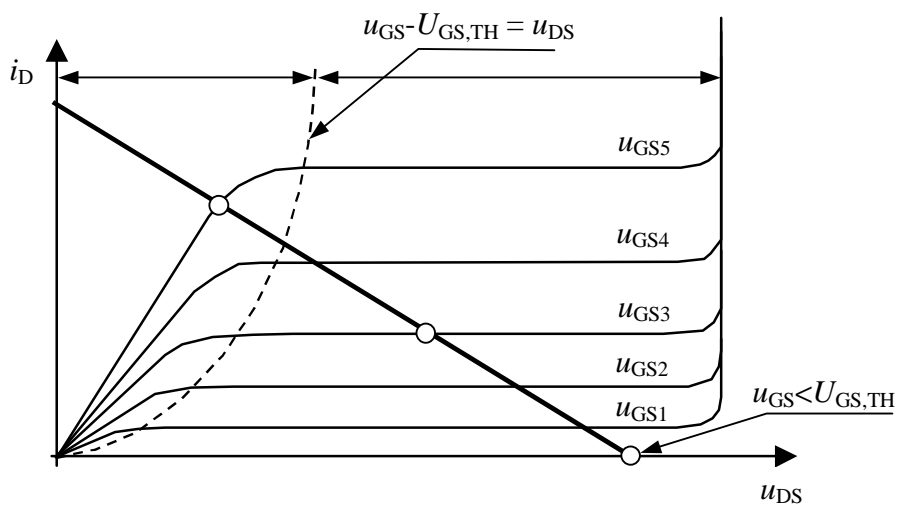
Omenjene lastnosti si bomo ogledali na primeru MOSFET tranzistorja. Ugotovljena spoznanja je možno, zaradi podobne strukture krmilnega priključka (vrata-Gate), prenesti z določenimi omejitvami, ki jih bomo omenili, tudi na IGBT tranzistor.



Slika 2: Simbola MOSFET in IGBT tranzistorja

Opis statičnih lastnosti MOSFET-a

S statičnimi razmerami označujemo napetostno tokovno odvisnost močnostnega tranzistorja, ko so vse veličine konstantne t.j. časovno nespremenljive. Lastnosti podajamo v obliki izhodne karakteristike, ki podaja razmerje toka I_D in napetosti U_{DS} v odvisnosti od krmilne napetosti U_{GS} .



Slika 3: Izhodna karakteristika MOSFET-a

Izhodno karakteristiko delimo na dva dela, ki podajata električne razmere pri reverzni in prevodni polarizaciji spoja D-S. V prevodni polarizaciji je karakteristika sestavljena iz treh podpodročij:

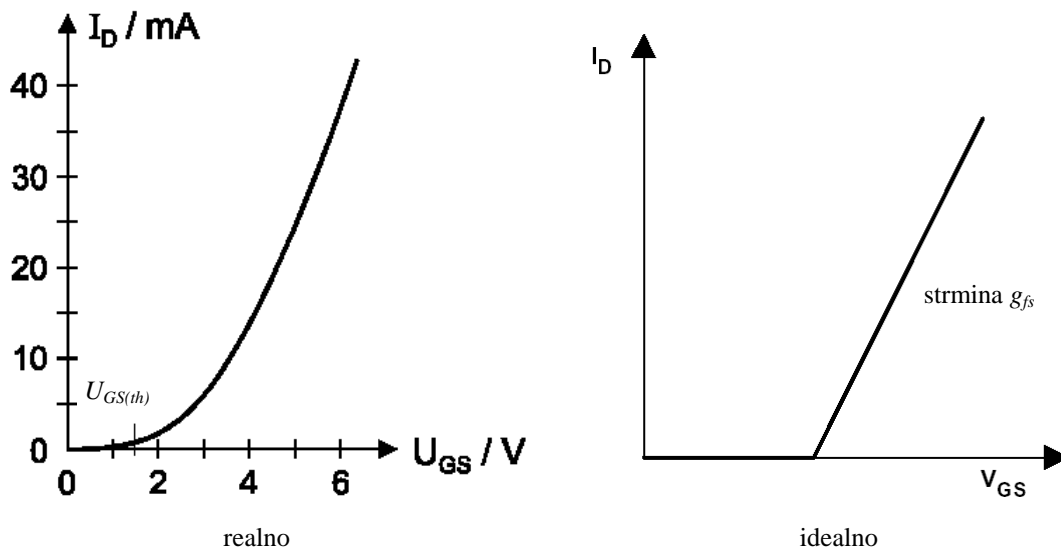
-prevodno zaporno stanje; ko je napetost vrat U_{GS} manjša od pragovne napetosti $U_{GS(th)}$. Tok, ki teče ob omenjenih pogojih, imenujemo I_{DSS} . S povečevanjem napetosti U_{DS} bo naraščal tudi

tok I_{DSS} a le do meje $U_{(BR)DSS}$, ko nastopi plazoviti preboj skozi spoja $p^+-n^-n^+$, ki tvorita paraziten npn tranzistor v strukturi MOSFET tranzistorja.

Pragovna napetost $U_{GS(th)}$ je definirana kot minimalna napetost vrat pri kateri se začne oblikovati t.i. prevodni kanal med D in S spojem. Napetost $U_{GS(th)}$ se običajno definira pri pogoju $I_D = 250 \mu A$ in znaša od 2 V do 4 V za visokonapetostne močnostne tranzistorje in od 1 V do 2 V za nizkonapetostne (logic level) tranzistorje.

-linearno področje; nastopi ko presežemo pragovno napetost zaradi česar začne teči tok I_D . Za linearno področje je značilno, da je tok I_D krmiljen z napetostjo vrat, pri čemer njuno odvisnost podajamo s faktorjem prevodnosti (forward transconductance) g_{fs}

$$g_{fs} = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = \frac{I_D}{U_{GS} - U_{GS(th)}}$$



Slika 4: Krmilna karakteristika $I_D = f(U_{GS})$ pri $U_{DS} = \text{konst}$; določitev strmine g_{fs}

-ohmsko področje; je doseženo takoj, ko je velikost toka omejena le z upornostjo vezja t.j. bremena. Tokovno napetostno razmerje v tem področju opišemo z upornostjo prevodnega kanala $R_{DS(on)}$, ki je odvisna od napetosti vrat in temperature polprevodniškega spoja. Za orientacijo omenimo, da se upornost $R_{DS(on)}$ pri dvigu temperature s $25^\circ C$ na $125^\circ C$ skoraj podvoji¹.

Pri reverzno polarizirani napetosti U_{DS} je karakteristika MOSFET-a ekvivalentna karakteristiki diode. Vzrok temu je parazitna revezna dioda v strukturi MOSFET-a skozi katero teče revezni tok, amplituda katerega je odvisna od velikosti reverzne napetosti U_{DS} . Posledica revezne diode so dodatne izgube v polprevodniškem spoju, dosti bolj pereč pa je problem velikega sprostitvenega časa t_{RR} , ki negativno vpliva na dinamične sposobnosti

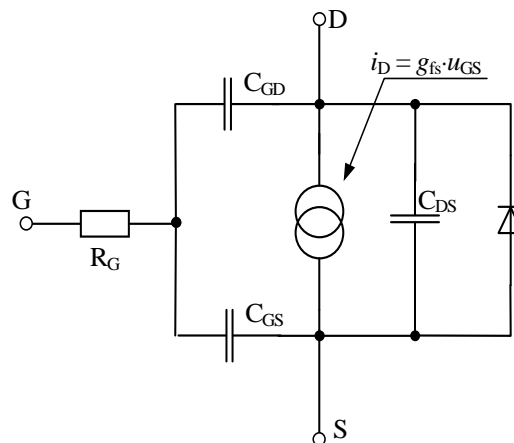
¹ Vir: Semikron priročnik

MOSFET-a. Vezava dodatne zunanje diode z napetostjo kolena manjšo od $U_{GS(th)}$ in manjšim t_{RR} od parazitne diode je zato ustaljena praksa.

Opis dinamičnih lastnosti MOSFET-a

Kot bomo videli v nadaljevanju imajo pri izbiri stikalnega močnostnega elementa dominantnejšo vlogo dinamične lastnosti elementa, iz katerih izhajajo tudi specifične zahteve, ki jih mora izpolnjevati prožilno vezje.

Dogajanje v času preklopnih manevrov opišemo s pomočjo nadomestne sheme, v kateri so ponazorjeni glavni vplivni elementi.



Slika 5: Nadomestna shema MOSFET-a za analizo dinamičnih lastnosti

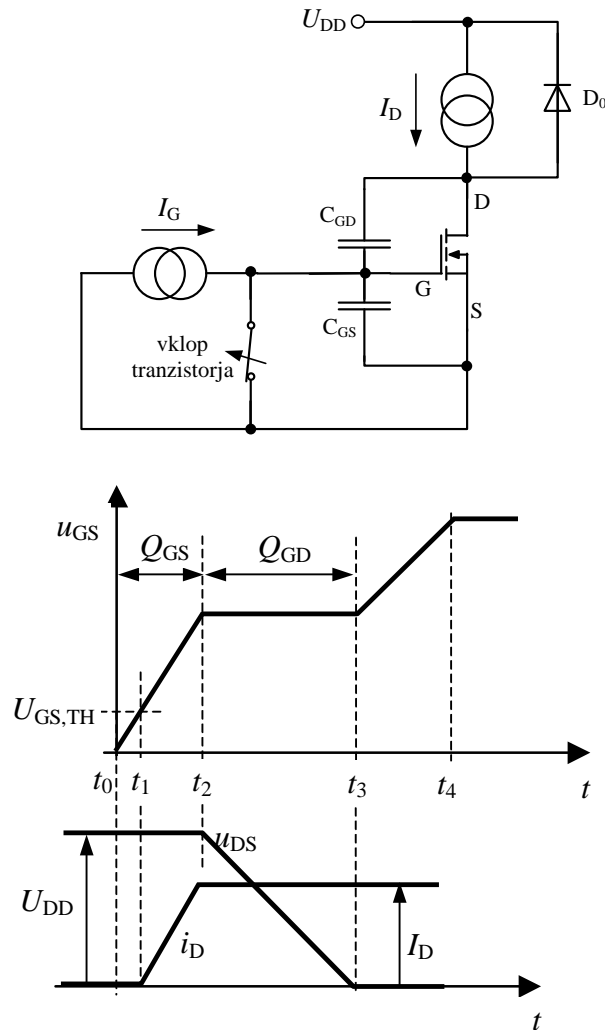
Pri tem so:

- R_G upornost vrat,
- C_{GS} medelektrodna kapacitivnost,
- C_{GD} medelektrodna kapacitivnost,
- C_{DS} medelektrodna kapacitivnost.

V nasprotju z ravnanjem v praksi, kjer pogosto zmotno mislimo, da na preklopne lastnosti vplivata le R_G in C_{GS} , so tokovno napetostne razmere tranzistorja in dimenzioniranje prožilnega vezja močno odvisne od medelektrodne kapacitivnosti C_{GD} . Kapacitivnost C_{GD} , ki kaže izrazito napetostno odvisnost, imenujemo tudi Miller-jeva kapacitivnost. Čeprav uravnotežena primerjava tranzistorjev različnih proizvajalcev z analiziranjem njihovih kapacitivnosti ni merodajna (različne ploščine vrat, faktor prevodnosti), omenimo še naslednjo praktičnejšo povezavo kapacitivnosti.

- $C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$ vhodna kapacitivnost,
- $C_{rss} = C_{GD}$ reverzna kapacitivnost,
- $C_{oss} = C_{GD} + C_{DS}$ izhodna kapacitivnost.

Z načrtovalskega stališča nudi dosti merodajnejšo informacijo podatek o potrebnem električnem naboju, ki ga moramo dovesti vratom, da MOSFET zanesljivo vklopi ali izklopi. Zaradi primerljivosti MOSFET-ov različnih proizvajalcev se potrebni naboj definira na testnem vezju, kjer z generatorjem konstantnega krmilnega toka I_G vklapljammo induktivno breme, kateremu je vzporedno vezana prostotečna dioda (slika 6). Potek karakterističnih veličin je podan za nazivni tok I_D in pri 20% (ali 80%) maksimalne napetosti U_{DS} .



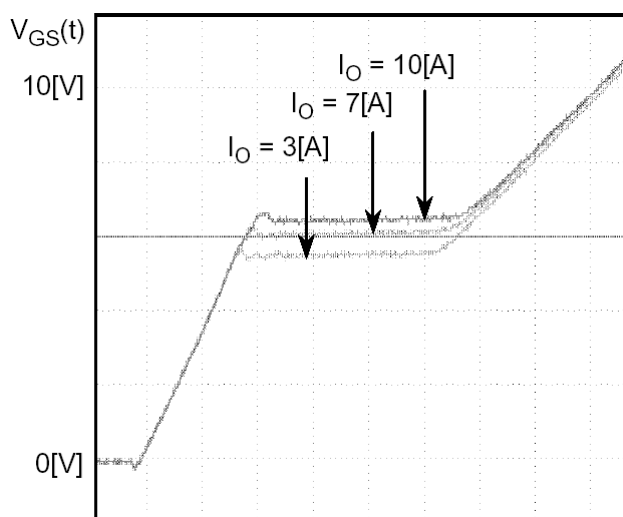
Slika 6: Testno vezje in potek karakterističnih veličin²

V trenutku, ko vklopimo tokovni vir, začne napetost U_{GS} linearno naraščati (polnita se C_{GS} in C_{GD}) vse dokler ne doseže pragovne napetosti $U_{GS(th)}$. Tedaj se vzpostavi prevodni kanal, zaradi česar začne tok I_D naraščati. V časovnem intervalu od t_1 do t_2 , ko se polni kondenzator C_{GS} (ker smo predpostavili, da je tedaj U_{DS} konstantna, dasiravno napetost malenkost pade), napetost U_{GS} in tok I_D linearno naraščata vse dokler tok I_D ne doseže ustaljene vrednosti.

² Vir: Power MOSFET Basics, Vrej Barkhordarian, International Rectifier /www.

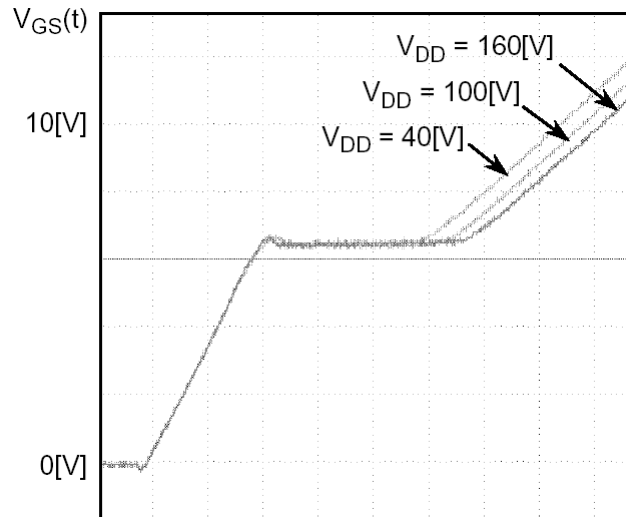
V trenutku t_2 je kondenzator C_{GS} popolnoma napolnjen, zato začne napetost U_{DS} upadati, medtem ko ostaja tok I_D konstanten. Ko napetost U_{DS} upada se ves krmilni tok preusmeri v polnjenje Millerjeve kapacitivnosti C_{GD} , ki traja mnogo dlje kot polnjenje C_{GS} . Vzrok temu, je velik napetostni gradient du_{DS}/dt , ki je kot vidimo omejen z velikostjo krmilnega toka.

V trenutku t_3 , ko je kondenzator C_{GD} popolnoma napolnjen, t.j. ko je U_{DS} enaka $R_{DS(on)}I_D$, začne napetost U_{GS} , zaradi polnjenja C_{GS} in C_{GD} (opazna je manjša strmina kot na začetku), ponovno naraščati. Napetost U_{GS} se ustali pri napajalni napetosti tokovnega vira. Vsota električnega naboja $Q_{GS} + Q_{GD}$, ki steče do trenutka t_3 , predstavlja minimalni naboj za vklop MOSFET-a, ki ga moramo v praksi vedno preseči. Vzrok temu so tolerance proizvodov kot tudi dejstvo, da v praksi za proženje uporabljamo pogosteje napetostni vir namesto tokovnega. Prikazani dinamični model MOSFET-a in z njim povezana razlaga dinamičnih lastnosti sta povsem ustrezna kar je razvidno tudi iz eksperimentalnih rezultatov³, ki jih podaja proizvajalec Fairchild za različne obratovalne pogoje.

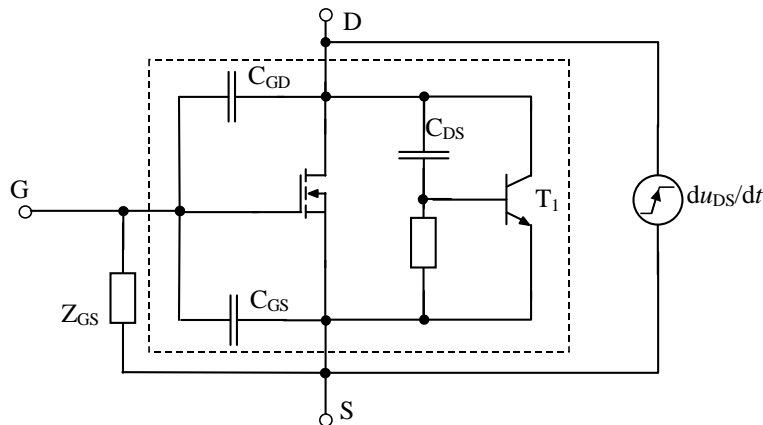


Slika 7: Potek U_{GS} pri različnih tokovih $I_D = I_O$

³ Fairchild Semiconductor, AN9010, MOSFET Basics,


 Slika 8: Potek U_{GS} pri različnih napetostih U_{DS}

Oglejmo si na tem mestu še en parameter MOSFET-a, ki na prvi pogled nima nikakršnega vpliva na dimenzioniranje prožilnega vezja, t.j. maksimalni dopustni gradient napetosti U_{DS} . Njegov vpliv si razložimo s pomočjo nadomestne sheme MOSFET-a v izklopljenem stanju $U_{GS} = 0$ V.


 Slika 9: Spontani vklop tranzistorja zaradi du_{DS}/dt

Ko na izklopljen MOSFET priključimo generator napetosti z veliko strmino du/dt , steče ob pozitivni strmini skozi C_{GD} kapacitivni tok, zaradi česar lahko napetost

$$u_{GS} = R_G \cdot C_{GD} \frac{du_{DS}}{dt}$$

preseže pragovno vrednost. V tem primeru pride do neslutnih posledic, saj bi moral tranzistor ostati izklopljen. Nastanek takšnih situacij preprečimo s pravilnim dimenzioniranjem impedance krmilnega tokokroga ali z razbremenilnimi vezji (RC snubber).

Izvedbe prožilnih vezij MOSFET in IGBT tranzistorjev

Nalogo prožilnega vezja lahko skrčeno opišemo kot izmenično polnjenje in praznenje medelektrodnih kapacitivnosti z želeno hitrostjo in amplitudo. Če povzamemo, potem mora biti prožilno vezje obvezno sposobno:

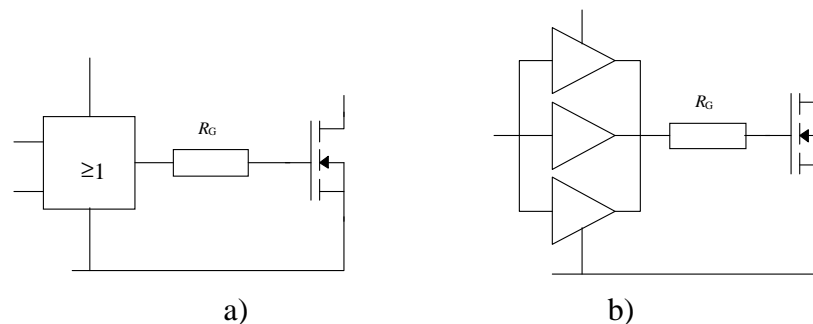
- generirati tok želene amplitude s čimer vplivamo na preklopne čase,
- generirati ustrezno napetost vrat U_{GS} , ki MOSFET-u zagotavlja zanesljivo obratovanje v ohmskem področju s čimmanjšo upornostjo $R_{DS(on)}$,
- zagotoviti potrebno prožilno moč $P_G = Q_G \cdot U_{GS} \cdot f$,
kjer je Q_G električni naboj, ki je potreben, da krmilna napetost zraste na U_{GS} , f je stikalna frekvenca.
- preprečiti nastanek naključnih vklopov zaradi du/dt efekta.

Dodatne zahteve kot so:

- galvanska ločitev,
- detekcija, odprava in javljanje različnih napak znotraj močnostnega stikala ali v močnostnem vezju,

so odvisne od uporabljene topologije in želene zanesljivosti močnostnega dela ter njegove življenjske dobe. Na osnovi teh kriterijev delimo prožilna vezja na enostavnejša, ki izpolnjujejo zgolj osnovne kriterije, ter kompleksnejša.

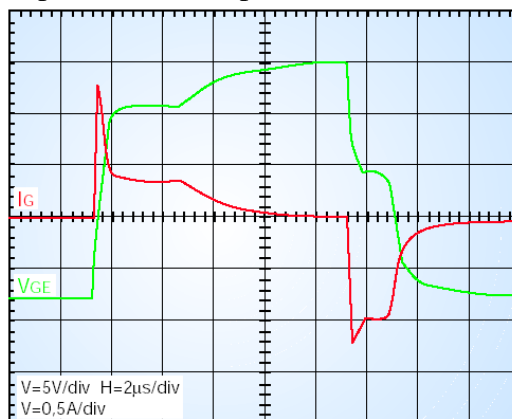
Majhna krmilna moč MOSFET-a omogoča, da le-tega prožimo kar s pomočjo standardnih (15 V) CMOS digitalnih vezij, kot to kaže slika 10. Zavedati pa se moramo, da potrebuje MOSFET za vklop oziroma izklop, kljub temu, da ga prištevamo med napetostno krmiljene elemente, relativno velik tokovni impulz (slika 11). Slednjega večina kombinacijskih CMOS vezij ni sposobna generirati, zato uporabljamo za proženje raje t.i. driver-je oz. buffer-je, ki jih pogosto vežemo vzporedno, da povečamo tokovno zmogljivost krmilnega impulza (slika 10.b).



Slika 10:

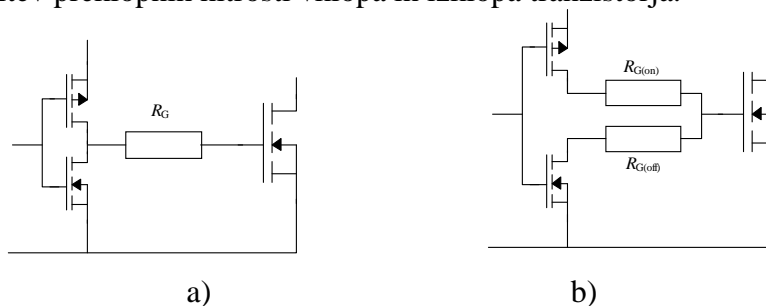
Kjer tokovna zmogljivost takšnih prožilnih vezij kljub temu ne ustreza, ali je neustrezna njihova odpornost na elektromagnetne motnje, potem uporabljamo prožilna vezja zgrajena iz

diskretnih elementov. Za njih je značilna izhodna stopnja, ki je skoraj vedno zgrajena v t.i. push-pull vezavi iz dveh komplementarnih bipolarnih ali MOSFET tranzistorjev.



Slika 11: Karakterističen potek U_{GS} (U_{GE}) in I_G

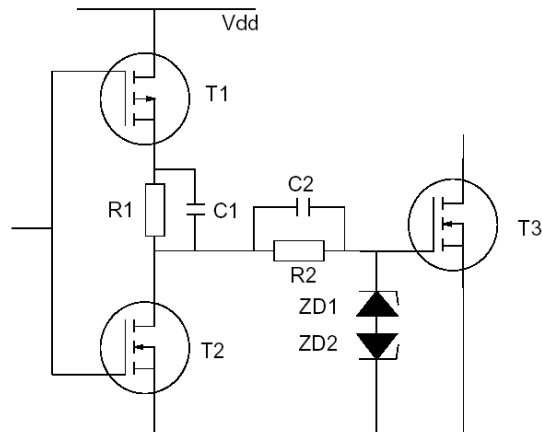
Push-pull vezava zagotavlja namreč majhno upornost tako tedaj, ko prevaja zgornji tranzistor, kot tudi tedaj, ko prevaja spodnji, s čimer preprečimo nastanek naključnih vklopov zaradi du/dt efekta. Pri dimenzioniranju diskretnega prožilnega vezja pa ne smemo prezreti možnega nastanka kratkotrajnih kratkostičnih tokov skozi komplementarni par tranzistorjev, ki lahko stečejo ob vsakokratnem prehodu krmilnega pulza, zaradi nezadostne amplitudne rezerve krmilnih napetosti obeh tranzistorjev, ki povzroči sočasno kratkotrajno prevajanje. Omenjeni pojav lahko deloma omejimo s prožilnim vezjem na sliki 12.b, kjer je upor v krmilnem tokokrogu R_G , s katerim določamo hitrost preklopov, nadomeščen z uporoma $R_{G(on)}$ in $R_{G(off)}$, ki sta vezane v serijo z emitorjema komplementarnih tranzistorjev. Slednje omogoča neodvisno določitev preklopnih hitrosti vklopa in izklopa tranzistorja.



Slika 12:

Različne preklopne hitrosti je možno doseči tudi pri predhodnih rešitvah, in sicer tako, da krmilni upor R_G premostimo z diodo, ki zagotavlja majhno upornost v trenutku praznjenja medelektrodne kapacitivnosti C_{GS} .

Nadaljnje povečanje preklopnih hitrosti, ki pride v upošteev zgolj pri visokofrekvenčnih MOSFET-ih, je možno doseči z zmanjšanjem električne časovne konstante krmilnega tokokroga, t.j. z zmanjšanjem vhodne kapacitivnosti. Eno izmed rešitev kaže slika 13.



Slika 13:

V trenutku, ko želimo vklopiti močnostni tranzistor T_3 , sprožimo pomožni tranzistor T_1 pri čemer steče krmilni tok, potek katerega ima, zaradi serijske vezave kondenzatorjev, časovno konstanto

$$\tau = R_{G_{int}} \cdot (C_1 \parallel C_2 \parallel C_{iss}),$$

kjer je $R_{G_{int}}$ nadomestna upornost prevodnega tranzistorja T_1 in povezav. Ker se s postopnim polnjenjem vseh kondenzatorjev napajalna napetost porazdeli v obratnem sorazmerju z njihovo kapacitivnostjo, mora biti napajalna napetost višja kot pri prejšnjih rešitvah, da zagotovimo zanesljiv vklop T_3 . Po vklopu se napetost na C_2 ustali na vrednosti

$$U_{C_2} = \frac{(U_{DD} - U_{ZD1})R_2}{R_1 + R_2},$$

ki v trenutku izklopa omogoča pospešeno praznjenje vhodne kapacitivnosti tranzistorja T_3 , saj je napetost vrat tedaj negativna.

Naj na tem mestu omenimo še dve osnovni zakonitosti na kateri moramo paziti pri dimenzioniranju vseh prožilnih vezij.

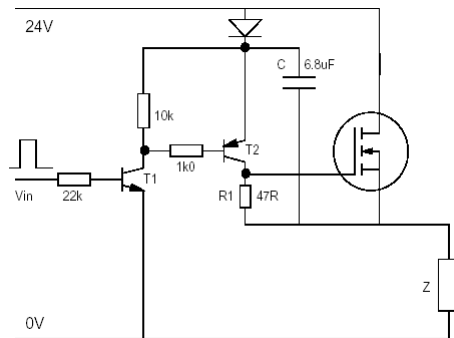
Prvo pravilo narekuje, da se mora prožilno vezje s stališča geometrične razporeditve nahajati čim bližje močnostnemu delu, s ciljem, da se zmanjšajo parazitne induktivnosti električnih povezav krmilnega tokokroga (oscilacije, zvečanje impedance ter tem možnost naključnih vklopov). Ker je induktivnost povezav odvisna tudi od površine zanke, ki jo tvorijo povezave krmilnega tokokroga, velja tudi napotek, da se krmilni žici med prožilnim vezjem in močnostnim elementom medseboj prepleteta.

Drugo pravilo obravnava uporabo podpornih kondenzatorjev, ki s pravilno namestitvijo blizu prožilnih vezij zagotavljajo, da kratkotrajni krmilni tokovni impulzi ne povzročajo prekomernih nihanj napajalne napetosti, ter s tem njihove odpovedi.

High side driver

Z omenjenim pojmom označujemo prožilna vezja močnostnih tranzistorjev, ki ne vsebujejo galvanske ločitve, kljub temu, da se krmilni tokokrog tranzistorja ne nahaja na referenčnem

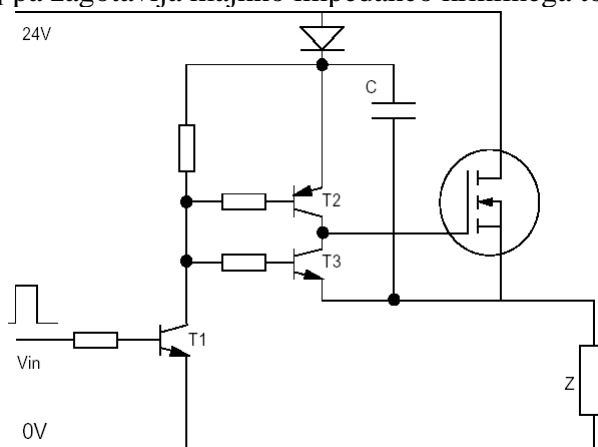
potencialu prožilne elektronike. Posebnost teh vezij je t.i. bootstrap kondenzator, ki izhodno stopnjo prožilnega vezja oskrbuje s potrebno električno energijo, medtem ko je vhodni krmilni signal posredovan izhodni stopnji prek visokonapetostnega tokovnega vira. Najpreprostejšo izvedbo prožilnega vezja kaže slika 14, kjer je kot Z označeno breme ali spodnji tranzistor v tranzistorski veji.



Slika 14:

Glavni tranzistor sprožimo z vklopom tranzistorja T_2 , pri čemer se napetost bootstrap kondenzatorja pojavi na vratih MOSFET-a in upora R_1 , ki povzroči kontinuirano praznjenje kondenzatorja. Omenjeno vezje torej ne more delovati v vlogi stacionarnega stikala, kjer bi vklopno razmerje lahko nastavili tudi na vrednost 1, saj se lahko kondenzator polni prek diode in bremena le, ko MOSFET ne prevaja. Poleg maksimalnega vklopnega razmerja moramo paziti tudi, da preklopna frekvenca ne pade pod neko mejno vrednost, ki je v konkretnem vezju odvisna od kapacitivnosti bootstrap kondenzatorja in upornosti R_1 . Večja, ko je kapacitivnost, nižja je lahko preklopna frekvenca.

Če bi želeli zmanjšati preklopne čase oziroma doseči višje preklopne frekvence, bi morali upornost R_1 bistveno zmanjšati, kar pa bi pomenilo, da bi se kondenzator pospešeno praznil v času (t_{on}) prevajanja MOSFET-a. Upor R_1 zato raje zamenjamo s tranzistorjem T_3 , ki je v času t_{on} izklopljen, v času t_{off} pa zagotavlja majhno impedanco krmilnega tokokroga.

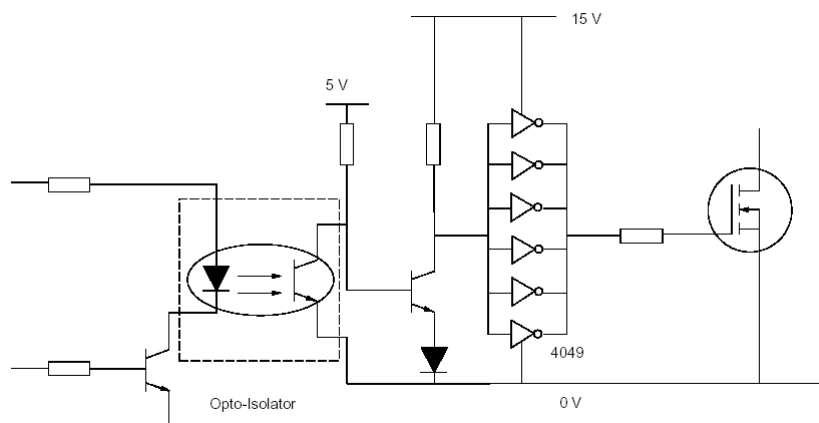


Slika 15:

Prožilna vezja z galvansko ločitvijo

V tem poglavju si bomo ogledali le najenostavnejša vezja z galvansko ločitvijo, ki jo izvedemo z optičnimi in induktivnimi elementi.

Optični elementi. Ker z optičnimi elementi ni možno učinkovito prenašati energije, jih uporabljamo le za galvansko ločitev različnih krmilnih signalov. Primer optične ločitve prožilnega signala kaže slika, kjer je ločitev dosežena z optičnim sklopnikom (opto coupler) z oddajno fotodiodo in sprejemnim fototranzistorjem. Napajalni napetosti mora pri tem generirati dodatni vir napetosti z vgrajeno galvansko ločitvijo. To nalogo najpogosteje prevzamejo različni DC/DC pretvorniki.



Slika 16:

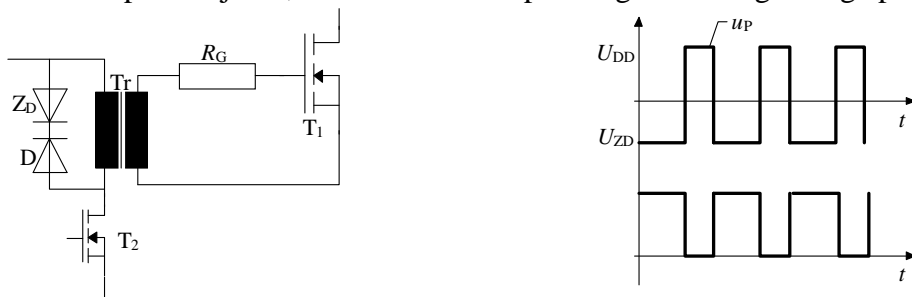
Pulzni transformator. Uporaba pulznega transformatorja je v praksi, zaradi enostavnega vezja, zelo pogosta in služi za sočasni prenos krmilnega pulza s potrebno električno vsebinom energijo. Kot zgled si oglejmo delovanje vezja in zakonitosti pulznega transformatorja na sliki 17. V časovnem intervalu, ko prevaja tranzistor T_2 , je primarna napetost enaka napajalni, zato je primarni tok enak vsoti delovnega toka, t.j. polnilnega toka tranzistorja T_1 , in magnetilnega toka, ki enakomerno narašča. Ko izklopimo tranzistor T_2 , postane primarna napetost negativna z amplitudo, ki je enaka napetosti Zenerjeve diode D_Z , zaradi česar magnetilni tok tedaj upada. Napetost Zenerjeve diode mora biti izbrana tako, da zagotovi popolno razmagnetenje transformatorja v primeru, ko tranzistor prožimo z maksimalnim vklopnim razmerjem

$$U_{DD} \cdot t_{ON} = U_Z \cdot t_{OFF} \Rightarrow U_{DD} \cdot D = U_Z \cdot (1 - D).$$

V nasprotnem primeru se jedro transformatorja magnetno zasiči. Minimalno število primarnih obojev določimo z enačbo

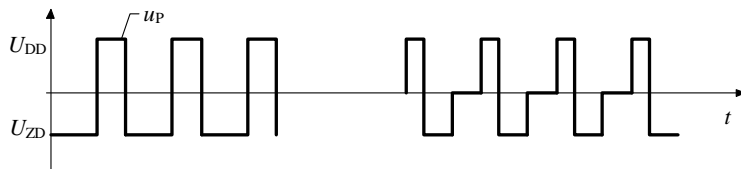
$$N = \frac{U_{DD} \cdot t_{ON,MAX}}{S_e \cdot B},$$

kjer je S_e efektivni premer jedra, B maksimalna dopustna gostota magnetnega pretoka.



Slika 17: Prožilno vezje s pulznim transformatorjem in potek signalov

V primeru, ko je vklopno razmerje manjše od maksimalnega, dobimo potek primarne napetosti, kjer je napetost del časovnega intervala enaka nič (slika 18).



Slika 18: Potek primarne napetosti pri različnih vklopnih razmerjih

Takšen potek primarne, ter s tem tudi sekundarne napetosti ni problematičen, če upornost krmilnega upora R_G le ni prevelika. V tem primeru imamo opraviti s spremenljivo občutljivostjo prožilnega vezja na du/dt efekt, saj je le ta z negativno krmilno napetostjo bistveno zmanjšana.